

* NOTICES *

JPO and NCIPI are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.

2.**** shows the word which can not be translated.

3. In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1] The photo detector which changes an input digital lightwave signal into an electrical signal, and the amplifier which amplifies the output of the photo detector, The 1st comparator [the 1st threshold / output / of the amplifier], and the output of said amplifier and the output of said 1st comparator are inputted. Said 1st threshold which has the almost middle value of ON / off wave-like H (quantity) level of an amplifier output, and L (low) level is generated. The automatic threshold control circuit supplied to said 1st comparator, and the 2nd comparator [the 2nd threshold / output / of said amplifier], The threshold electrical-potential-difference generating circuit which generates a fixed threshold electrical potential difference, and the amplifier for temperature compensation which outputs offset voltage almost equal to said amplifier according to change of ambient temperature, An addition means to add the output offset voltage of the amplifier for temperature compensation, and the output of said threshold electrical-potential-difference generating circuit, and to supply said 2nd comparator by making the aggregate value into said 2nd threshold, The AND circuit outputted outside by considering the signal which took the AND of each output of said 1st and 2nd comparator as a lightwave signal receiving-circuit output, and the digital lightwave signal receiving circuit which changes more.

[Claim 2] The series circuit of the 1st resistor and capacitor (a capacitor common potential point side) to which said automatic threshold control circuit was connected between the outgoing end of said amplifier, and the common potential point in claim 1, It has the 2nd resistor connected between the outgoing end of said 1st comparator, and the node (P) of said 1st resistor and a capacitor. The digital lightwave signal receiving circuit characterized by supplying said 1st comparator by making the electrical potential difference of the node (P) of said 1st resistor and a capacitor into said 1st threshold.

[Translation done.]

* NOTICES *

JPO and NCIPI are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
- 2.**** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention] This invention relates to a digital lightwave signal receiving circuit, and enables it to reproduce certainly the change-over to H->L in case an input lightwave signal especially changes with omission of an optical connecter etc. to H->L gently not to mention the lightwave signal turned on / turned off with a predetermined signal speed.

[0002]

[Description of the Prior Art] Conventionally, the circuit of drawing 3 which had an ATC (ATC) function as a digital lightwave signal receiving circuit is used. Incidence is carried out to the photo detectors 2, such as a photodiode, and it is changed into an electrical signal V0, and is inputted into the amplifier 3 of an opposition form, i.e., an inverter form, the electrical potential difference V1 by which reversal magnification was carried out is given to the inversed input terminal of a comparator 4, and the input digital lightwave signal L is compared with the threshold electrical potential difference Vr1 currently impressed to the non-inversed input terminal. V1> According to Vr1 or V1<Vr1, the output voltage V2 of low (L) level or quantity (H) level is outputted outside from a comparator 4.

[0003] The threshold electrical potential difference Vr1 is generated in the ATC (ATC) circuit 5. In this example, this circuit 5 has the resistor R2 connected between the node P of the resistor R1 connected between the outgoing end of an amplifier 3, and the common potential point, the series circuit of Capacitor C and a resistor R1, and Capacitor C, and the outgoing end of a comparator 4, and supplies it to a comparator 4 by making the electrical potential difference of Node P into the threshold electrical potential difference Vr1. In addition, in this example, as shown in drawing 4 , an amplifier 3 and a comparator 4 make common potential L (low) level, and the electrical potential difference which changes to L/H is outputted, respectively. However, the output of a comparator is a saturated output and amplitude V1p of V1 and V2 and V2p are usually $V1p \leq V2p$.

[0004] ** In a steady state, V1 and V2 set to $V1=V1p$ and $V2=0$ with direct current voltage now. When R1 and R2 are diverted to expressing the resistance of each resistor, Vr1 is. $Vr1=V1$ pxeta (1)

$2/(R1+R2)$ of eta=R (2)

In this example, it is referred to as $R1 < R2$ and eta is a small value for a while from 1.

[0005] ** Consider the steady state after V1 next changes from direct-current-voltage V1p to a square wave signal. When angular frequency of a square wave is set to omega, the impedance Zc of Capacitor C $|Zc|=1/\omega C \ll R1, R2$ (3)

It carries out. The current by the alternating component contained in V1 flows at a common potential point through R1 and C. On the other hand, the current by the alternating component contained in V2 flows at a common potential point through R2 and C, if the load connected to an output terminal is high impedance. Since the impedance of C is small, it becomes small and the terminal voltage of C by the alternating component can be omitted. an in one direction flowed part of V1 -- V1dc and an in one direction flowed part of V2 -- a direct current flows to R1 and R2 by V2dc. (The electrical potential difference Vr1, i.e., the threshold electrical potential

difference, of Node P at this time $Vr1=V2dc+(V1 dc-V2dc) \ xeta =V2dc(1-\eta)+V1 dc \ xeta$ (4)

It becomes. If the duty ratio of a square wave signal is made into 50% for simplification $V1 dc=V1p/2$, $V2 dc=V2p/2$ (5)

It is since it becomes. $Vr1=V2p(1-\eta)/2+V1p \ xeta/2$ (6)

(3) $Vr1$ of a formula or (5) types -- about [of amplitude $V1p$] -- the value of η and $V1p$, and $V2p$ is set up so that it may become equal to one half.

[0006] ** The threshold electrical potential difference $Vr1$ changes and goes to the value of (4) types or (6) types by the transitional period while shifting to the condition of ** which a square wave signal inputs regularly from the condition of ** that $V1$ is direct-current-voltage $V1p$ gradually from the value of (1) type, as shown in drawing 4 B.

** Consider the steady state as shown in drawing 5, after $V1$ changes from the direct current voltage of $V1p$ to L level with the comparatively short fall time τ_1 .

[0007] If $V1$ begins to decrease, it will be set to $V1 \leq Vr1$ in $t=t_a$, and the output of a comparator 4 will change from 0 to $V2p$. Where a steady state is reached after the output of a comparator 4 changed to $V2p$, the threshold electrical potential difference $Vr1$ is. $Vr1=V2p+(0-V2p) \ xeta =V2p(1-\eta)$ ** $Vr1 \min$ (7)

A next door and the value of $Vr1$ at this time serve as minimum value $Vr1 \min$.

[0008] In the transitional period between ** ** and **, a threshold $Vr1$ changes from the value of (1) type to the value of (7) types gradually.

When it is in the condition of ** **, a quantity of light omission occurs [an input lightwave signal] according to omission of an optical connector etc., $V0$ changes to $H \rightarrow L$ gently, and the case where a quantity of light omission is recovered after a while is considered. Since $V1$ carries out loose direct current change, the threshold electrical potential difference $Vr1$ follows the change, and changes. $Vr1=V2p+(V1-V2p) \ xeta =V1 \ xeta + V2p(1-\eta)$

$=V1 \ xeta + Vr1 \ min$ (8)

It becomes. η is a value comparatively near 1, and in this period, it is set up so that it may always be set to $Vr1 > V1$, as shown in drawing 5 B. A comparator 4 is not reversed even if $V1$ is set to H level. After a quantity of light omission is recovered by t_d , $V2$ holds H level to $t=t_e$ which falls to $V0=0$. For this reason, this optical receiver has the fault which cannot reproduce change of $H \rightarrow L \rightarrow H$ by the loose quantity of light omission of an input lightwave signal.

[0009] On the other hand, in the lightwave signal receiving circuit of the ATC method of drawing 3, since a threshold electrical potential difference also follows the change and changes from $Vr1$ to $Vr1+\Delta Vr1$ even if offset voltage (error voltage which appears in an output when an input is zero) $\Delta V1$ occurs in the output $V1$ of amplifier 3 by change of ambient temperature as shown in drawing 6, and it changes from $V1$ to $V1+\Delta V1$, there is a merit which can prevent malfunction by offset voltage.

[0010] moreover -- the case where, as for the threshold electrical potential difference $Vr1$, a wave is distorted by the amplifier output $V1$ by the frequency band limit like drawing 9 A and B since [of the amplitude of a signal $V1$] it becomes a central value mostly when the Duty ratio of an input signal is 50% in an ATC circuit -- the comparator output $V2$ -- a Duty ratio -- 50% of signal is reproducible. On the other hand, in the receiving circuit of a semi-fixed threshold method, when the amplifier output $V1$ is distorted as mentioned above, the comparator output $V2$ will become what was distorted like drawing 9 C and D.

[0011]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] In the transmission system of a lightwave signal, the lightwave signal receiving circuit of the conventional ATC method had the fault which cannot reproduce change of $H \rightarrow L \rightarrow H$, when an input lightwave signal changed from H level to L level gently and was recovered on H level after a while according to omission of an optical connector etc. This invention aims at solving this fault.

[0012]

[Means for Solving the Problem]

(1) The digital lightwave signal receiving circuit of claim 1 The photo detector which changes an input digital lightwave signal into an electrical signal, and the amplifier which amplifies the output

of the photo detector, The 1st comparator [the 1st threshold / output / of the amplifier], and the output of amplifier and the output of the 1st comparator are inputted. The 1st threshold which has the almost middle value of ON / off wave-like H (quantity) level of an amplifier output, and L (low) level is generated. The automatic threshold control circuit supplied to the 1st comparator, and the 2nd comparator [the 2nd threshold / output / of amplifier], The threshold electrical-potential-difference generating circuit which generates a fixed threshold electrical potential difference, and the amplifier for temperature compensation which outputs offset voltage almost equal to amplifier according to change of ambient temperature, An addition means to add the output offset voltage of the amplifier for temperature compensation, and the output of a threshold electrical-potential-difference generating circuit, and to supply the 2nd comparator by making the aggregate value into the 2nd threshold, It is constituted by the AND circuit outputted outside by considering the signal which took the AND of each output of the 1st and 2nd comparator as a lightwave signal receiving-circuit output.

[0013] (2) The series circuit of the 1st resistor and capacitor (a capacitor common potential point side) to which the automatic threshold control circuit was connected between the outgoing end of an amplifier, and the common potential point in the above (1) in invention of claim 2, It has the 2nd resistor connected between the outgoing end of the 1st comparator, and the node (P) of the 1st resistor and a capacitor, and the 1st comparator is supplied by making the electrical potential difference of the node (P) of the 1st resistor and a capacitor into the 1st threshold.

[0014]

[Embodiment of the Invention] As shown in drawing 7 , even when using the receiving circuit of a fixed threshold method, and the input lightwave signal L changes to H->L gently and is recovered after a while by the quantity of light omission by omission of an optical connector etc., change of this H->L->H can be reproduced. However, since there is a possibility of malfunctioning if the offset voltage $\Delta V1$ as shown in the output of amplifier 3 by ambient-temperature change at drawing 6 is overlapped in the receiving circuit of a fixed threshold method, the way things stand, it cannot be used.

[0015] So, in this invention, in order to make the offset voltage $\Delta V1$ of amplifier 3 cancel, as shown in drawing 8 , amplifier 3 and the amplifier 7 for temperature compensation which generates offset voltage $\Delta V1'**\Delta V1$ [almost same] are used to ambient-temperature change. The offset voltage $\Delta V1'$ and output $Vr2'$ of the threshold electrical-potential-difference generating circuit 6 are added with an adder 8, and it is the added electrical potential difference. $Vr2**\Delta Vr 2+\Delta V1$ (9)

A comparator 4 is supplied as a threshold electrical potential difference, and offset voltage is compensated. Thus, the method with which the offset voltage of amplifier 3 was compensated will be called a semi- fixed threshold method.

[0016] In this invention, as shown in drawing 1 , the circuit of an above-mentioned semi- fixed threshold method is used together in the circuit of the ATC method of conventional drawing 3 , ANDO of the output of both circuits is taken, and it considers as a reception output.

Improvement in the dependability of output data is aimed at at the same time this solves the conventional problem. The same sign as drawing 3 , drawing 7 , drawing 8 , and a corresponding part is attached to drawing 1 , and duplication explanation is omitted.

[0017] In drawing 2 , a loose quantity of light omission starts in $t=ta$, and the wave of the important section at the time of recovering by $t=tb$ of operation is shown. $Vr1$ and $Vr2$ are threshold electrical potential differences given to the 1st and 2nd comparator 4a and 4b, respectively. In output $V2$ of 1st comparator 4a a, change-over change of ON/OFF of the signal by the loose quantity of light omission does not appear (drawing 2 C). However, the change has appeared in output $V2b$ of 2nd comparator 4b (drawing 2 D). Since output $V2$ of 1st comparator 4a in period Ta of quantity of light omission a is held at H level, the gate of AND circuit 9 is opened by this, and output $V2b$ of 2nd comparator 4b becomes the output $V3$ of AND circuit 9, i.e., a reception output. Therefore, the information on change of L/H of the input lightwave signal by the quantity of light omission is certainly reproduced by the reception output $V3$ with $V2b$ between this Ta .

[0018]

[Effect of the Invention] In this invention, the receiving circuit of the semi- fixed threshold method which performed temperature compensation is used together to the receiving circuit of the conventional ATC method, ANDO of both output is taken to it, and it is considering as the receiver output in it. Even when an input lightwave signal changes with quantity of light omissions to H->L gently and is recovered after a while by this, change of the H->L->H can be reproduced certainly.

[0019] moreover, a Duty ratio -- when 50% of signal transmission is considered, signal distortion can maintain the receive state stabilized since ATC comparator output V2a was determined like drawing 10 . Since there is the description strong against fluctuation of the offset voltage of the amplifier by ambient-temperature change and the circuit of a semi- fixed threshold method has also compensated offset voltage, according to the circuit of this invention, the reception stabilized to the offset voltage by ambient-temperature fluctuation is possible for the circuit of the ATC method used by this invention.

[0020] Since ANDO of both circuit outputs is taken and it is considering as the receiving-circuit output as mentioned above in this invention, the dependability of output data can be improved from the case where a single circuit is used.

[Translation done.]

* NOTICES *

JPO and NCIPI are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
- 2.**** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DESCRIPTION OF DRAWINGS

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] B is the block diagram in which A shows the example of this invention, and the circuit diagram showing an example of the ATC circuit 5 of A.

[Drawing 2] The wave form chart of the important section of drawing 1 of operation.

[Drawing 3] The circuit diagram of the lightwave signal receiving circuit of the conventional ATC method.

[Drawing 4] The wave form chart of the important section of drawing 3 of operation.

[Drawing 5] The wave form chart of the important section of drawing 3 when a quantity of light omission arises in an input lightwave signal of operation.

[Drawing 6] The wave form chart of the offset voltage generated in the output of amplifier 3 by ambient-temperature change in the circuit of drawing 3 .

[Drawing 7] The block diagram of the lightwave signal receiving circuit of the fixed threshold method examined in the phase before A obtains this invention, and B are the wave form chart of the important section of A when a quantity of light omission occurs in an input lightwave signal of operation.

[Drawing 8] The block diagram of the lightwave signal receiving circuit of the semi- fixed threshold method examined in the phase before obtaining this invention.

[Drawing 9] C and D are drawing in which A and B show other examples of a wave of operation of the important section of drawing 3 , and drawing showing an example of the wave form chart of the important section of drawing 8 of operation.

[Drawing 10] Drawing showing other examples of a wave of operation of the important section of drawing 1 .

[Translation done.]

(51)Int.Cl. ⁶	識別記号	序内整理番号	F I	技術表示箇所
H 04 L 25/03			H 04 L 25/03	E
H 03 K 5/08			H 03 K 5/08	R
H 04 B 10/00			H 04 L 25/06	
H 04 L 25/06			H 04 B 9/00	B

審査請求 未請求 請求項の数2 O L (全6頁)

(21)出願番号	特願平8-107156	(71)出願人	000231073 日本航空電子工業株式会社 東京都渋谷区道玄坂1丁目21番2号
(22)出願日	平成8年(1996)4月26日	(72)発明者	小池 充 東京都渋谷区道玄坂1丁目21番2号 日本 航空電子工業株式会社内
		(72)発明者	藍原 周一 東京都渋谷区道玄坂1丁目21番2号 日本 航空電子工業株式会社内
		(74)代理人	弁理士 草野 阜 (外1名)

(54)【発明の名称】 デジタル光信号受信回路

(57)【要約】

【課題】 入力光信号に緩やかな光量抜けが発生した場合にも、H/Lのレベル変化を確実に再生できるようにする。

【解決手段】 ATC(自動しきい値制御)方式の受信回路に、温度補償した準固定しきい値方式の回路を併用し、両出力のアンドをとって受信器出力とする。ATC回路5は増幅器出力V1の振幅のほぼ中間の値のしきい値V_{r1}を自動的に生成する。しかし増幅器出力V1が光量抜けのため緩やかにL→Hと変化した場合には常にV_{r1} > V1となるので、第1比較器4aはこの変化を検出できず、出力V2aはHに保持され、アンド回路9のゲートを開いたままとなる。しかしこの状態変化はしきい値固定方式の第2比較器4bにより検出されて受信器出力V3となる。増幅器3は周囲温度変化によりオフセット電圧 $\Delta V1$ を発生するので、これをキャンセルするため温度補償用増幅器7のオフセット電圧 $\Delta V1'$ を固定しきい値V_{r2'}に加算して第2比較器4bに与える。

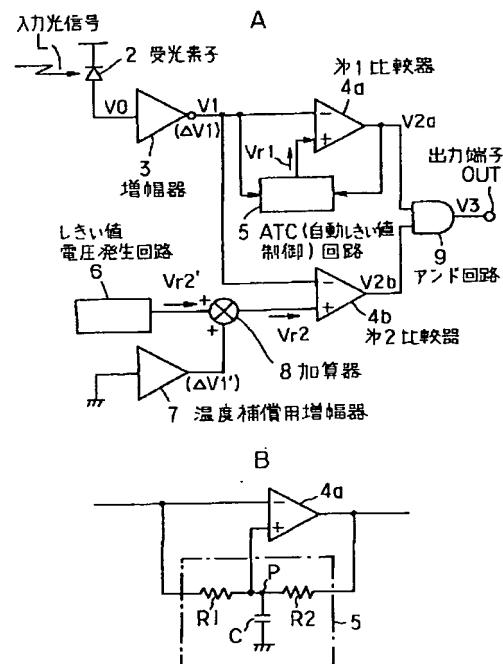


図1

【特許請求の範囲】

【請求項1】 入力デジタル光信号を電気信号に変換する受光素子と、
その受光素子の出力を増幅する増幅器と、
その増幅器の出力を第1しきい値と比較する第1比較器と、
前記増幅器の出力と前記第1比較器の出力を入力して、増幅器出力のオン／オフ波形のH（高）レベルとL（低）レベルのほぼ中間の値をもつような前記第1しきい値を生成して、前記第1比較器に供給する自動しきい値制御回路と、
前記増幅器の出力を第2しきい値と比較する第2比較器と、
一定のしきい値電圧を発生するしきい値電圧発生回路と、
周囲温度の変化に応じて、前記増幅器とほぼ等しいオフセット電圧を出力する温度補償用増幅器と、
その温度補償用増幅器の出力オフセット電圧と前記しきい値電圧発生回路の出力を加算し、その加算値を前記第2しきい値として前記第2比較器に供給する加算手段と、
前記第1、第2比較器の各出力の論理積をとった信号を光信号受信回路出力として外部に出力するアンド回路と、
より成るデジタル光信号受信回路。

【請求項2】 請求項1において、前記自動しきい値制御回路が、前記増幅器の出力端と共通電位点との間に接続された、第1抵抗器及びコンデンサ（コンデンサが共通電位点側）の直列回路と、
前記第1比較器の出力端と、前記第1抵抗器及びコンデンサの接続点（P）との間に接続された第2抵抗器とを有し、
前記第1抵抗器及びコンデンサの接続点（P）の電圧を前記第1しきい値として前記第1比較器に供給することを特徴とするデジタル光信号受信回路。

*

$$V_{r1} = V_{1p} \times \eta$$

$$\eta = R_2 / (R_1 + R_2)$$

この例では、 $R_1 < R_2$ とされ、 η は 1 より少し小さな値である。

【0005】② 次に V_1 が直流電圧 V_{1p} から矩形波

$$|Z_c| = 1 / \omega C \ll R_1, R_2$$

とする。 V_1 に含まれる交流分による電流は R_1, C を通って共通電位点に流れる。一方、 V_2 に含まれる交流分による電流は、出力端子に接続される負荷がハイインピーダンスであるとすれば、 R_2, C を通って共通電位点に流れる。交流分による C の端子電圧は C のインピードンス

$$\begin{aligned} V_{r1} &= V_{2dc} + (V_{1dc} - V_{2dc}) \times \eta \\ &= V_{2dc} (1 - \eta) + V_{1dc} \times \eta \end{aligned} \quad \dots \quad (4)$$

となる。簡単化のため矩形波信号のデューティ比を 50 % とすれば、

$$V_{1dc} = V_{1p} / 2, V_{2dc} = V_{2p} / 2 \quad \dots \quad (5)$$

* 【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 この発明はデジタル光信号受信回路に関し、所定の信号速度でオン／オフする光信号は勿論のこと、特に光コネクタの脱落等によって入力光信号が H → L へ緩やかに変化する場合の H → L への切換を確実に再生できるようにしたものである。

【0002】

【従来の技術】 従来、デジタル光信号受信回路として ATC（自動しきい値制御）機能をもった図 3 の回路が用いられる。入力デジタル光信号 I はフォトダイオード等の受光素子 2 に入射され、電気信号 V0 に変換されて逆相形、つまりインバータ形の増幅器 3 に入力され、その反転増幅された電圧 V1 が比較器 4 の反転入力端子に与えられ、非反転入力端子に印加されているしきい値電圧 Vr1 と比較される。V1 > Vr1 または V1 < Vr1 に応じて比較器 4 から低（L）レベルまたは高（H）レベルの出力電圧 V2 が外部に出力される。

【0003】しきい値電圧 Vr1 は ATC（自動しきい値制御）回路 5 で生成される。この例では該回路 5 は、増幅器 3 の出力端と共通電位点との間に接続された抵抗器 R1 及びコンデンサ C の直列回路と、抵抗器 R1 及びコンデンサ C の接続点 P と比較器 4 の出力端との間に接続された抵抗器 R2 とを有し、接続点 P の電圧をしきい値電圧 Vr1 として比較器 4 に供給する。なお、この例では、図 4 に示すように増幅器 3 及び比較器 4 は共通電位を L（低）レベルとして、L/H に変化する電圧をそれぞれ出力する。しかし比較器の出力は飽和した出力であり、通常 $V1, V2$ の振幅 $V1p, V2p$ は $V1p \leq V2p$ である。

【0004】① いま、定常状態において、 $V1, V2$ が直流電圧で、 $V1 = V1p, V2 = 0$ とする。R1, R2 を各抵抗器の抵抗値を表すのに流用すると、 $Vr1$ は

$$\dots \quad (1)$$

$$\dots \quad (2)$$

※信号に変化した後の定常状態を考える。矩形波の角周波数を ω としたとき、コンデンサ C のインピーダンス Zc が

$$\dots \quad (3)$$

★ダンスが小さいので小さくなり、省略できる。V1 の直流分 $V1dc$ と V2 の直流分 $V2dc$ によって R1, R2 に直流電流が流れる。このときの接続点 P の電圧、つまりしきい値電圧 $Vr1$ は

となるので、

$$V_{r1} = V_{2p} (1 - \eta) / 2 + V_{1p} \times \eta / 2 \quad \dots \dots \dots \quad (6)$$

(3) 式または(5)式の V_{r1} が振幅 V_{1p} のほぼ $1/2$ に等しくなるように、 η 及び V_{1p} 、 V_{2p} の値が設定される。

【0006】③ V_{1p} が直流電圧 V_{1p} である①の状態から、矩形波信号が定常的に入力する②の状態に移行する間の過渡的期間では、しきい値電圧 V_{r1} は図4Bに示すように(1)式の値から次第に(4)式または

(6)式の値に変化して行く。

* 10

$$\begin{aligned} V_{r1} &= V_{2p} + (0 - V_{2p}) \times \eta \\ &= V_{2p} (1 - \eta) \equiv V_{r1 \min} \end{aligned} \quad \dots \dots \dots \quad (7)$$

となり、このときの V_{r1} の値が最小値 $V_{r1 \min}$ となる。

【0008】⑤ ①と④の間の過渡的期間では、しきい値 V_{r1} は(1)式の値から次第に(7)式の値に変化する。

※

$$\begin{aligned} V_{r1} &= V_{2p} + (V_{1p} - V_{2p}) \eta \\ &= V_{1p} \times \eta + V_{2p} (1 - \eta) \\ &= V_{1p} \times \eta + V_{r1 \min} \end{aligned} \quad \dots \dots \dots \quad (8)$$

となる。 η は 1 に比較的近い値であり、この期間では図5Bに示すように常に $V_{r1} > V_{1p}$ となるように設定されている。 V_{1p} が H レベルになんでも比較器4は反転しない。光量抜けが t_d で回復した後、 $V_0 = 0$ に立下る $t = t_e$ まで V_2 は H レベルを保持する。このためこの光受信器は入力光信号の緩やかな光量抜けによる H → L → H の変化を再生できない欠点がある。

【0009】一方、図3のATC方式の光信号受信回路では、図6に示すように周囲温度の変化によって増幅器3の出力 V_1 にオフセット電圧（入力がゼロのとき出力に現れる誤差電圧） ΔV_1 が発生して、 V_1 から $V_1 + \Delta V_1$ に変化しても、しきい値電圧もその変化に追従して V_{r1} から $V_{r1} + \Delta V_{r1}$ に変化するので、オフセット電圧による誤動作を防止できるメリットがある。

【0010】また、ATC回路では入力信号の Duty 比が 50% である場合、しきい値電圧 V_{r1} は信号 V_1 の振幅のほぼ中央の値となるため図9A、Bのように増幅器出力 V_1 がその周波数帯域制限により波形が歪んだ場合でも比較器出力 V_2 は Duty 比 50% の信号を再生できる。一方、準固定しきい値方式の受信回路では増幅器出力 V_1 が上記のように歪んだ場合、比較器出力 V_2 は図9C、Dのように歪んだものとなってしまう。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】従来のATC方式の光信号受信回路は、光信号の伝送系において、光コネクタの脱落などによって入力光信号が H レベルから緩やかに L レベルに変化し、しばらくして H レベルに回復した場合には、H → L → H の変化を再生できない欠点があつた。この発明はこの欠点を解決することを目的としている。

*④ 図5に示すよう V_{r1} が V_{1p} の直流電圧から比較的短い立下り時間 τ_1 をもって L レベルに変化した後の定常状態を考える。

【0007】 V_{1p} が減少し始めると、 $t = t_a$ において $V_{1p} \leq V_{r1}$ となり、比較器4の出力は 0 から V_{2p} に変化する。比較器4の出力が V_{2p} に変化した後定常状態に達した状態では、しきい値電圧 V_{r1} は

※⑥ ④の状態にあるとき、入力光信号が例えれば光コネクタの脱落等によって光量抜けが発生し、 V_0 が緩やかに H → L に変化し、しばらくして光量抜けが回復した場合を考える。 V_{1p} は直流的な緩やかな変化をすることで、しきい値電圧 V_{r1} はその変化に追従して変化し、

【0012】

【課題を解決するための手段】

(1) 請求項1のデジタル光信号受信回路は、入力デジタル光信号を電気信号に変換する受光素子と、その受光素子の出力を増幅する増幅器と、その増幅器の出力を第1しきい値と比較する第1比較器と、増幅器の出力と第1比較器の出力を入力して、増幅器出力のオン/オフ波形の H (高) レベルと L (低) レベルのほぼ中間の値をもつような第1しきい値を生成して、第1比較器に供給する自動しきい値制御回路と、増幅器の出力を第2しきい値と比較する第2比較器と、一定のしきい値電圧を発生するしきい値電圧発生回路と、周囲温度の変化に応じて、増幅器とほぼ等しいオフセット電圧を出力する温度補償用増幅器と、その温度補償用増幅器の出力オフセット電圧としきい値電圧発生回路の出力を加算し、その加算値を第2しきい値として第2比較器に供給する加算手段と、第1、第2比較器の各出力の論理積をとった信号を光信号受信回路出力として外部に出力するアンド回路とにより構成される。

30

40

【0013】(2) 請求項2の発明では、前記(1)において、自動しきい値制御回路が、増幅器の出力端と共通電位点との間に接続された、第1抵抗器及びコンデンサ（コンデンサが共通電位点側）の直列回路と、第1比較器の出力端と、第1抵抗器及びコンデンサの接続点 (P) との間に接続された第2抵抗器とを有し、第1抵抗器及びコンデンサの接続点 (P) の電圧を第1しきい値として第1比較器に供給する。

【0014】

【発明の実施の形態】図7に示すように、固定しきい値方式の受信回路を用いれば、光コネクタの脱落等による

50

光量抜けによって入力光信号しが緩やかにH→Lに変化し、しばらくして回復した場合でも、このH→L→Hの変化を再生できる。しかしながら、固定しきい値方式の受信回路では、周囲温度変化によって増幅器3の出力に図6に示したようなオフセット電圧 $\Delta V 1$ が重畠すると誤動作する恐れがあるので、このままでは使用できない。

*

$$V_r 2 \approx \Delta V_r 2' + \Delta V 1$$

をしきい値電圧として比較器4に供給してオフセット電圧を補償する。このようにして増幅器3のオフセット電圧を補償した方式を準固定しきい値方式と呼ぶことにする。

【0016】この発明では、図1に示すように従来の図3のATC方式の回路に上述の準固定しきい値方式の回路を併用し、両回路の出力のアンドをとって受信出力とする。これにより従来の問題を解決すると同時に出力データの信頼性の向上を図っている。図1には図3、図7、図8と対応する部分に同じ符号を付け、重複説明を省略する。

【0017】図2に、 $t = t_a$ で緩やかな光量抜けが始まり、 $t = t_b$ で回復した場合の要部の動作波形を示す。 $V_r 1$ 、 $V_r 2$ はそれぞれ第1、第2比較器4a、4bに与えるしきい値電圧である。第1比較器4aの出力 $V_2 a$ には緩やかな光量抜けによる信号のオン/オフの切換変化が現れない(図2C)。しかし第2比較器4bの出力 $V_2 b$ にはその変化が現れている(図2D)。光量抜けの期間 T_a における第1比較器4aの出力 $V_2 a$ はHレベルに保持されているので、これによりアンド回路9のゲートが開かれ、第2比較器4bの出力 $V_2 b$ がアンド回路9の出力、つまり受信出力 V_3 となる。従って、この T_a の間の $V_2 b$ によって光量抜けによる入力光信号のL/Hの変化の情報が受信出力 V_3 に確実に再生される。

【0018】

【発明の効果】この発明では、従来のATC方式の受信回路に、温度補償を行った準固定しきい値方式の受信回路を併用し、両者の出力のアンドをとって受信器出力としている。これにより、入力光信号が光量抜けにより緩やかにH→Lへ変化し、しばらくして回復した場合でも、そのH→L→Hの変化を確実に再生することができ

10

$$* \Delta V_r 2' + \Delta V 1$$

る。

【0019】また、Duty比50%の信号伝送を考えた場合、信号歪みは図10のようにATC比較器出力 $V_2 a$ によって決定されるため安定した受信状態を維持することができる。この発明で用いるATC方式の回路は、周囲温度変化による増幅器のオフセット電圧の変動に強い特徴があり、また準固定しきい値方式の回路もオフセット電圧を補償しているので、この発明の回路によれば周囲温度変動によるオフセット電圧に対して安定した受信が可能である。

【0020】この発明では上述したように両回路出力のアンドをとって受信回路出力としているので、単一の回路を用いる場合より出力データの信頼性を向上できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】Aはこの発明の実施例を示すブロック図、BはAのATC回路5の一例を示す回路図。

【図2】図1の要部の動作波形図。

【図3】従来のATC方式の光信号受信回路の回路図。

【図4】図3の要部の動作波形図。

【図5】入力光信号に光量抜けが生じた場合の図3の要部の動作波形図。

【図6】図3の回路において、周囲温度変化によって増幅器3の出力に発生したオフセット電圧の波形図。

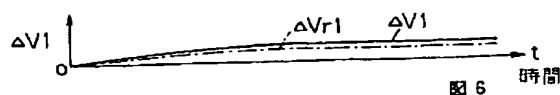
【図7】Aはこの発明を得る前の段階で検討された固定しきい値方式の光信号受信回路のブロック図、Bは入力光信号に光量抜けが発生した場合のAの要部の動作波形図。

【図8】この発明を得る前の段階で検討された準固定しきい値方式の光信号受信回路のブロック図。

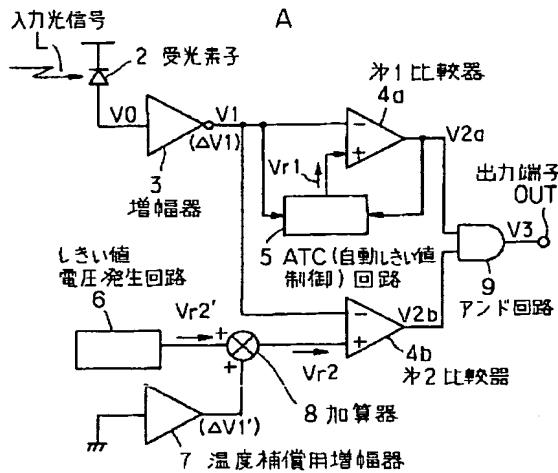
【図9】A、Bは図3の要部の動作波形の他の例を示す図、C、Dは図8の要部の動作波形図の一例を示す図。

【図10】図1の要部の動作波形の他の例を示す図。

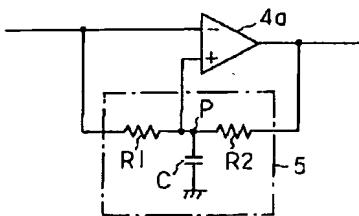
【図6】



[図1]

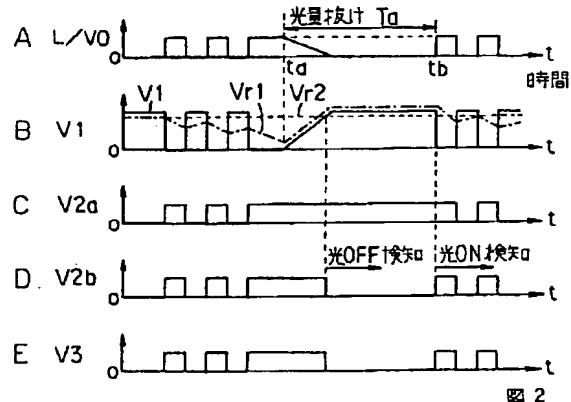


1

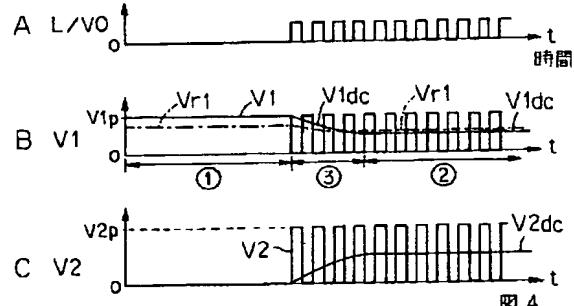


1

[図2]



[図4]



[図3]

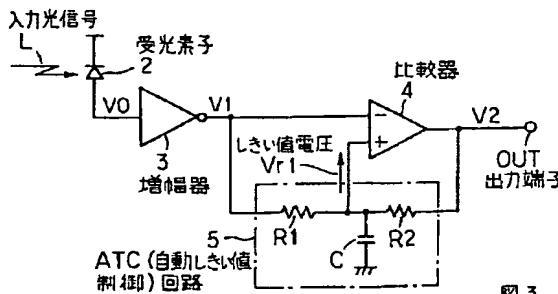
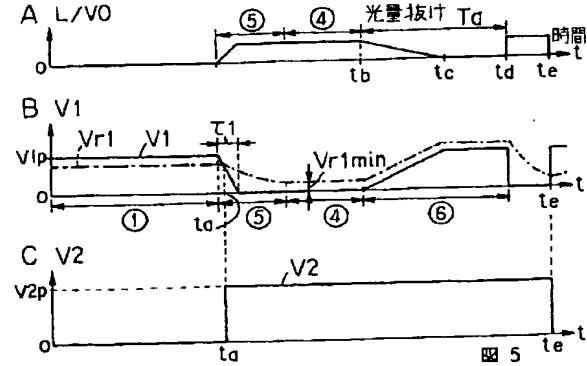
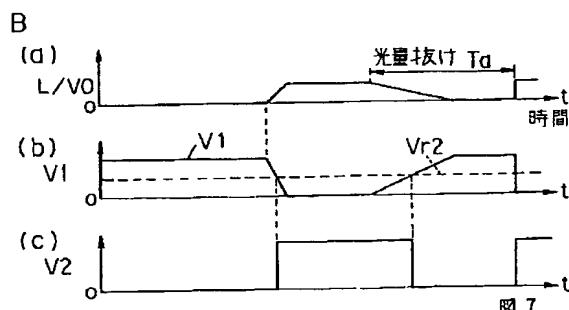
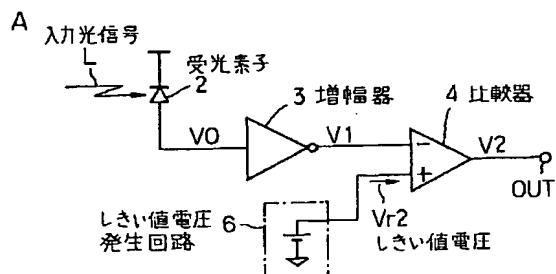


图 3

[図 5]



【図7】



【図8】

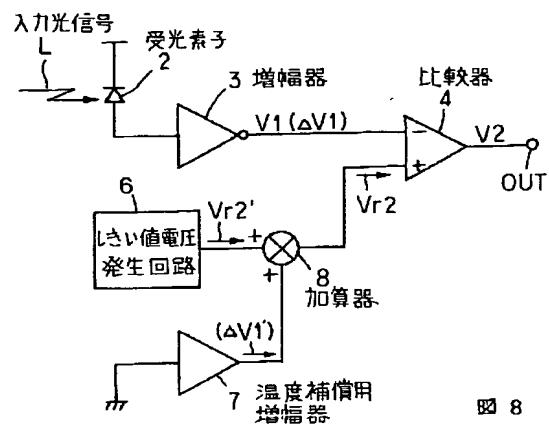
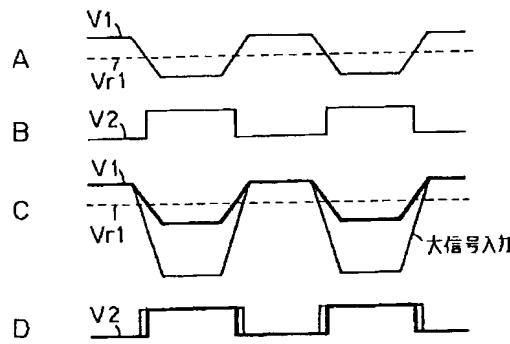


図8

【図9】



【図10】

